

# Filtros para un Cabezal de Comunicaciones entre Vehículos

Zabdiel Brito-Brito<sup>(1)</sup>, Ignacio Llamas-Garro<sup>(1)</sup>, Guillem Navarro-Muñoz<sup>(1)</sup>,  
Julien Perruisseau-Carrier<sup>(2)</sup>, Lluís Pradell<sup>(1)</sup>

llamasi@ieee.org

<sup>(1)</sup> Depto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña,  
08034 Barcelona, España

<sup>(2)</sup> Centre Tecnologic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC), 08860 Barcelona, España

**Abstract-** In this paper two reconfigurable bandpass filters able to switch between WiFi and UMTS for transmit and receive band standards are presented. The filters are designed in such a way that center frequency and bandwidth specifications are precisely met by defining two switchable filter topologies. Design specifications require two center frequency states, one at 2.440 GHz with an 80 MHz bandwidth and a second center frequency state at 1.955 GHz with a 140 MHz bandwidth for the WiFi and UMTS transmit bands. The second filter is able to have one center frequency at 2.440 GHz with an 80 MHz bandwidth and a second center frequency state at 2.165 GHz with a 110 MHz bandwidth for the WiFi and UMTS receive bands, respectively. Filter simulations were performed to match the required filters specifications. Measured results on the transmit filter show a very good agreement with the simulations where a 2.428 GHz center frequency with a 71 MHz bandwidth was obtained for the WiFi state, and a 1.939 GHz center frequency with a 144 MHz bandwidth was obtained for the UMTS filter state. Simulated results on the receive filter show a very good agreement with the specified parameters. The filters specifications were successfully matched with the proposed filter topologies.

## I. INTRODUCCIÓN

En este trabajo se presenta el diseño de un par de filtros para un enlace que cubre los estándares WiFi y UMTS tanto para la transmisión como para la recepción, requeridas para comunicación entre vehículos. El propósito de este diseño es implementar dos filtros, uno para transmisión y otro para recepción que sean capaces de producir valores precisos de frecuencia central y ancho banda para cada estándar. En la literatura solamente se han diseñado filtros cercanos a las bandas de interés; como el filtro sintonizable pasobanda usando interruptores MEMS con reconfiguración discreta del ancho de banda de 1.51 GHz a 2.26 GHz y anchos de banda entre 170 y 220 MHz [1]. El filtro pasobanda en [2] usa interruptores MEMS para obtener una reconfigurabilidad discreta de la frecuencia central en un intervalo de 1.65 a 2.34 GHz, en donde el control del ancho de banda no está incluido en el diseño. En [3] se diseñó un filtro sintonizable pasobanda usando varactores BST como elementos de sintonía obteniendo un rango de variación continua en la frecuencia central de 1.8 a 2.04 GHz; sin embargo en este diseño el ancho de banda se incrementa sin control mientras varía la frecuencia central. El filtro pasobanda en [4] usa varactores BST para un control continuo de la frecuencia central en un rango que va de 2.44 a 2.88 GHz para un ancho de banda fijo de 400 MHz. En [5] se presenta un filtro

pasobanda basado en diodos PIN para generar dos estados de frecuencia central en 1.91 y 2.07 GHz para lo cual el ancho de banda no está incluido en el diseño. En [6] se presenta otro filtro que utiliza diodos PIN para generar dos estados discretos en 2.53 y 4.9 GHz el cual no considera el ancho de banda como parte del diseño. Finalmente en [7] se presenta un filtro de banda eliminada con dos estados discretos con control preciso de la frecuencia central y el ancho de banda usando diodos PIN.

Los dos filtros microstrip presentados en este artículo están integrados por dos resonadores sintonizables. La frecuencia central se controla a través del ajuste de la longitud de los resonadores usando diodos PIN. El ancho de banda es controlado a través del ajuste del acoplamiento entre los resonadores. El factor de calidad  $Q_e$  que relaciona el acoplamiento de entrada y salida es seleccionado usando diodos PIN de tal manera que se mantenga muy buen acoplamiento de entrada para ambos estados del filtro. Los dos filtros son capaces de reconfigurar la frecuencia central y el ancho de banda de manera precisa para satisfacer los estándares para WiFi y UMTS, un filtro satisface el estándar de transmisión y el otro la recepción.

Este artículo está dividido en cuatro secciones, la sección II contiene la discusión de las topologías de los filtros propuestos, describiendo como se ha controlado la frecuencia central y el ancho de banda. La sección III discute las respuestas simuladas y medidas para el filtro de transmisión así como las respuestas simuladas para el filtro de recepción; incluyendo el circuito de polarización de los diodos. Finalmente la sección IV contiene las conclusiones de este trabajo.

## II. DISEÑO DE LOS FILTROS

La Tabla I muestra los requerimientos de los filtros según las especificaciones de los estándares para la transmisión y la recepción. Cada filtro debe ser capaz de conmutar entre las bandas WiFi y UMTS sintonizando de manera precisa la frecuencia central y al ancho de banda según lo requiere el estándar, un filtro cubre el estándar de transmisión y el otro filtro la cubre la recepción. Las dos topologías propuestas satisfacen de una manera precisa dichos estándares.

El diseño de un filtro pasobanda de banda estrecha está basado en los siguientes parámetros: factor de calidad externo  $Q_e$  que relaciona el acoplamiento de entrada y salida del filtro; y el coeficiente de acoplamiento  $K$  entre los

resonadores. El diseño parte de los elementos del prototipo paso bajo del filtro, después se realiza una transformación de elementos y un mapeo en frecuencia para obtener la respuesta del filtro pasobanda [8]. En la Tabla 2 se muestran los valores teóricos de  $Q_e$  y  $K$  para las especificaciones requeridas usando los elementos del prototipo paso bajo del filtro para un rizado en la banda de paso de 0.01dB y dos polos [8].

	Transmisión		Recepción	
	Frecuencia Central	Ancho de Banda	Frecuencia Central	Ancho de Banda
WiFi	2.440 GHz	80 MHz	2.440 GHz	80 MHz
UMTS	1.955 GHz	140 MHz	2.165 GHz	110 MHz

Tabla 1 Especificaciones requeridas.

Simulando el acoplamiento entre la línea de transmisión de entrada de RF y uno de los resonadores se obtiene el valor teórico de  $Q_e$  que muestra la Tabla 2. Simulando el acoplamiento entre los dos resonadores se obtiene el valor teórico de  $K$ , usando los métodos descritos en [8]. Para definir la estructura final del filtro cada estado fue optimizado usando [9] para obtener los valores teóricos de  $Q_e$  y  $K$  para cada filtro y para cada estado.

	Transmisión		Recepción	
	$Q_e$	$K$	$Q_e$	$K$
WiFi	13.6915	0.0766	13.6915	0.0766
UMTS	6.2686	0.1674	8.8020	0.1191

Tabla 2 Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento para las especificaciones requeridas.

#### A. Filtro de Transmisión

La Fig. 1 muestra la topología compacta del filtro de transmisión reconfigurable de dos polos usando dos diodos PIN. En esta topología todos los diodos PIN están polarizados inversamente para producir el estado WiFi, y todos los diodos están polarizados en directa para producir el estado UMTS.

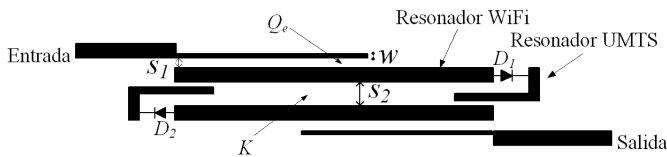


Fig. 1. Topología del filtro de transmisión reconfigurable de dos polos.

El acoplamiento entre la línea de transmisión de entrada de RF y el resonador WiFi ( $Q_e$ ) está determinado por la distancia  $S_1$  y el ancho de la línea de transmisión  $w$ . El acoplamiento es mayor para distancias menores o líneas más estrechas [8]. De igual manera el valor del acoplamiento  $Q_e$  para el estado UMTS está determinado por la distancia entre la línea de transmisión de entrada de RF y el resonador UMTS que incluye la extensión curva del resonador. La topología propuesta cubre perfectamente los valores de  $Q_e$  para ambos estados.

El coeficiente de acoplamiento  $K$  para la banda WiFi se fija a través de la separación  $S_2$ ; cuanto más cerca estén los resonadores mayor es el acoplamiento. El resonador WiFi es esencialmente un resonador de media longitud de onda.

Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  son polarizados en directa para conmutar a la banda UMTS, incrementando así la longitud eléctrica del resonador que fija la frecuencia central. Como se puede apreciar en la Tabla 2 el coeficiente de acoplamiento  $K$  para la banda UMTS es mayor que el de la banda WiFi. Para satisfacer esta condición el resonador UMTS fue diseñado con un ancho menor, incorporando un doblez a fin de quedar colocado entre los resonadores WiFi; con lo cual se obtiene un acoplamiento mayor que produce un ancho de banda mayor, tal cual lo requieren las especificaciones de la banda UMTS. Se optimizó la proximidad entre el resonador UMTS y los resonadores WiFi así como el ancho del mismo a fin de obtener el acoplamiento requerido para la banda UMTS.

#### B. Filtro de Recepción

La Fig. 2 muestra la topología del filtro de dos polos de recepción usando seis diodos PIN para conmutar entre las dos bandas de interés. En esta topología todos los diodos están polarizados inversamente para obtener el estado WiFi mientras que los diodos se polarizan en directa para conmutar a la banda de UMTS.

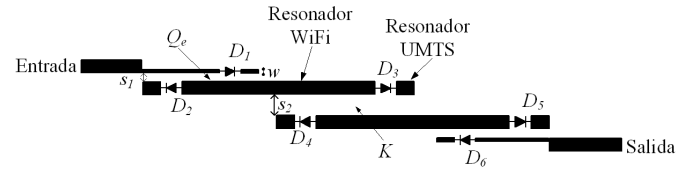


Fig. 2. Topología del filtro de recepción reconfigurable de dos polos.

Para el estado WiFi con todos los diodos polarizados inversamente el acoplamiento de entrada  $Q_e$  queda fijado por la distancia  $S_1$  y el ancho  $w$ , mientras que el acoplamiento entre resonadores  $K$  está determinado por la separación  $S_2$ . Estos acoplamientos fueron optimizados a fin de lograr el valor de ancho de banda que fija el estándar WiFi. El resonador WiFi básicamente es un resonador de media longitud de onda a la frecuencia central de la banda WiFi.

Los diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$  y  $D_5$  son polarizados en directa con el propósito de incrementar la longitud eléctrica del resonador a fin de obtener el valor de la frecuencia central que la banda UMTS requiere. Como puede observarse en la Tabla 2 el acoplamiento de entrada es mayor para el estado UMTS (para valores menores del parámetro  $Q_e$  mayor debe ser el acoplamiento [8]); a fin de incrementar el acoplamiento  $Q_e$  que quedó fijado por  $S_1$  y  $w$  para la banda WiFi, los diodos  $D_1$  y  $D_2$  son polarizados en directa aumentando el área enfrentada entre la línea de alimentación de entrada y el resonador, lo que resulta en un incremento del acoplamiento de entrada. Por simetría sucede lo mismo con los diodos  $D_5$  y  $D_6$  entre el segundo resonador y la línea de alimentación de salida.

A su vez los diodos  $D_3$  y  $D_4$  son polarizados en directa a fin de incrementar el acoplamiento entre los resonadores  $K$  que fue fijado por  $S_2$  en la banda WiFi. Las longitudes de las extensiones tanto en los resonadores, como en las líneas de alimentación de entrada/salida fueron optimizadas a fin de cumplir el valor de ancho de banda requerido por la banda UMTS. La topología propuesta satisface excelentemente las especificaciones requeridas para conmutar, usando seis diodos PIN, entre las bandas WiFi y UMTS en recepción.

### III. RESULTADOS

Usando las técnicas descritas en la sección II se diseñaron dos filtros reconfigurables pasobanda. Los filtros son capaces de conmutar entre dos estados con control preciso de frecuencia central y ancho de banda para satisfacer las especificaciones de las bandas WiFi y UMTS, uno con las especificaciones del estándar de transmisión y el otro con las de recepción..

Los filtros fueron diseñados en un sustrato Rogers de 1.524mm de espesor y una metalización de 35 $\mu$ m con una tangente de pérdidas de 0.0021. Los diodos PIN utilizados fueron HPND-4028 de Avago Technologies. El circuito de polarización del diodo consiste en un inductor para evitar que la señal de microondas se vea afectada por las líneas de polarización [10]. La corriente de polarización del diodo se limita a 10mA a través de un resistor de 1k $\Omega$  cuando el diodo es polarizado en directa y para la polarización inversa se utiliza un voltaje de -10V.

Para la simulación del diodo PIN y del inductor se usaron modelos tanto para el estado de polarización inversa como para el de directa. Estos modelos fueron obtenidos usando métodos de regresión después de medir un solo inductor y un solo diodo y ajustar un modelo RLC a los datos medidos.

El modelo del diodo PIN para polarización directa corresponde a un resistor de 3.18 $\Omega$  en serie con un inductor de 641.4pH. Para polarización inversa el modelo corresponde a un resistor de 97.43 $\Omega$  en serie con un inductor de 4.35nH en serie con un capacitor de 58.3fF. Por otro lado el modelo del inductor esta compuesto de un resistor de 26.78k $\Omega$  en paralelo con un inductor de 84.51nH y un capacitor de 86.85fF. Los filtros fueron simulados [9] incluyendo los modelos de los diodos PIN y el inductor.

#### A. Filtro de Transmisión

La Fig. 3 muestra una fotografía del filtro reconfigurable de transmisión. El layout incluyendo las líneas de polarización fueron fabricadas usando una técnica fotolitográfica estándar. Las mediciones fueron realizadas usando el analizador de redes N5242A PNA-X de Agilent. La Tabla 3 contiene una comparación entre los resultados de simulación y medición, los resultados obtenidos son precisos en términos de frecuencia central y ancho de banda.

	Frecuencia Central		Ancho de Banda	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Simulado	2.440 GHz	1.955 GHz	80 MHz	140 MHz
Medido	2.428 GHz	1.939 GHz	71 MHz	144 MHz

Tabla 3 Resultados simulados y medidos del filtro reconfigurable de transmisión.

La Fig. 4 muestra la comparación entre las respuestas medidas y simuladas del filtro cuando los dos diodos están polarizados inversamente obteniéndose el estado WiFi.

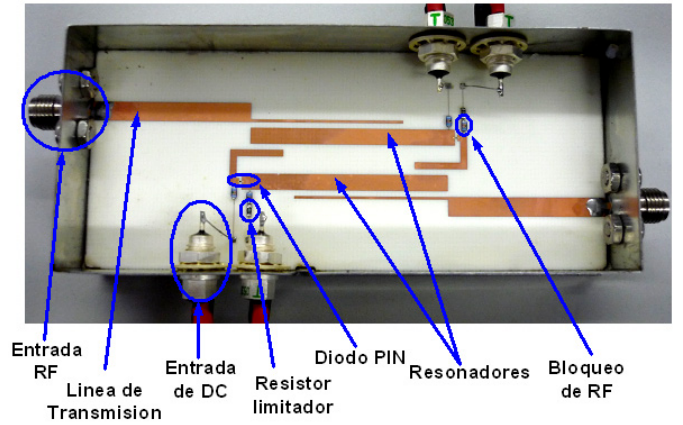


Fig. 3. Fotografía del filtro de transmisión reconfigurable de dos polos.

De la figura 4 se puede apreciar que la desviación en frecuencia entre la medición y la simulación es de tan solo 12 MHz, mientras que la diferencias entre simulación y medición para el ancho de banda es de tan solo 9 MHz. Los resultados obtenidos se ajustan de manera precisa a los estándares requeridos en frecuencia central y ancho de banda. La Fig. 5 muestra la comparación entre las respuestas medidas y simuladas del filtro para el estado UMTS que se logra cuando los dos diodos están polarizados en directa.

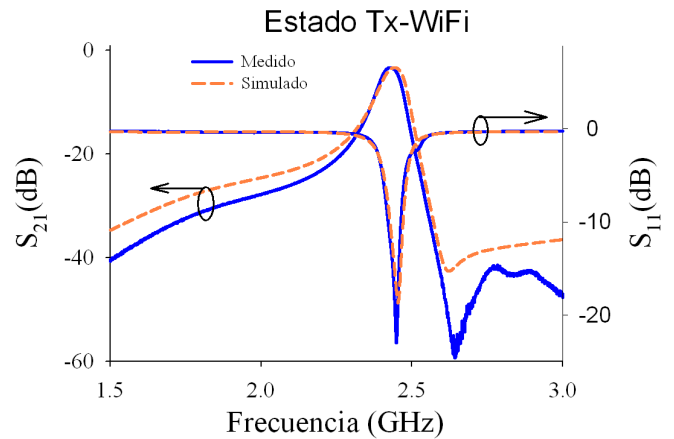


Fig. 4. Respuestas medidas y simuladas del filtro de transmisión para el estado WiFi.

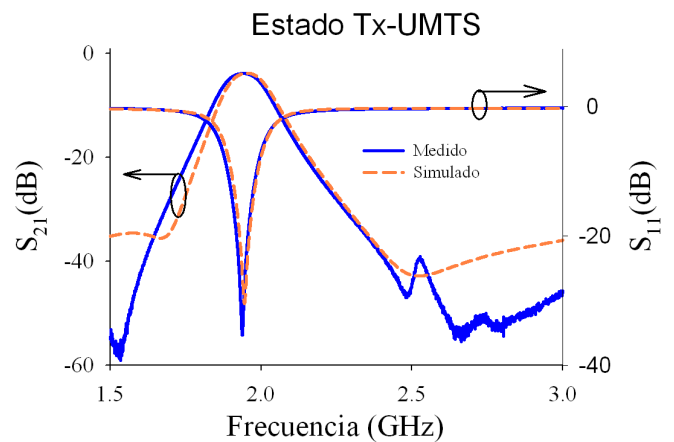


Fig. 5. Respuestas medidas y simuladas del filtro de transmisión para el estado UMTS.

De la Fig. 5 se puede apreciar claramente como la desviación en frecuencia central entre la medición y la simulación es de tan solo 16 MHz. Además la diferencia entre la medición y la simulación para el ancho de banda es de 4 MHz. Para el estado UMTS se han obtenido resultados precisos que cumplen perfectamente los parámetros requeridos.

### B. Filtro de Recepción

En esta sección se muestran los resultados simulados del filtro reconfigurable de recepción diseñado para conmutar entre dos estados de frecuencia central de 2.440 GHz para WiFi y 2.165 GHz para UMTS y ancho de banda de 80 MHz para WiFi y 110 MHz para UMTS. La Tabla 4 contiene los resultados de la simulación en donde se puede apreciar como los resultados obtenidos son precisos en términos de frecuencia central y ancho de banda.

Las Figs. 6 y 7 muestran las respuestas simuladas del filtro de recepción donde puede apreciarse como la topología propuesta cumple los parámetros requeridos. El estado WiFi es obtenido cuando los seis diodos están polarizados inversamente, mientras que el estado UMTS se obtiene cuando los seis diodos están polarizados en directa. Este filtro se encuentra en fabricación y en breve se obtendrán resultados experimentales.

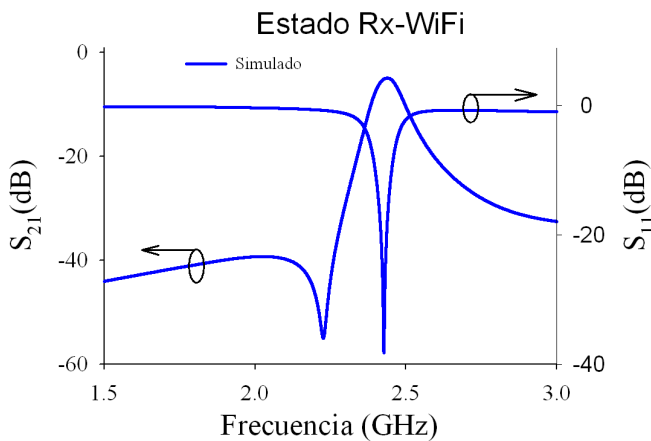


Fig. 6. Respuesta simulada del filtro de recepción para el estado WiFi.

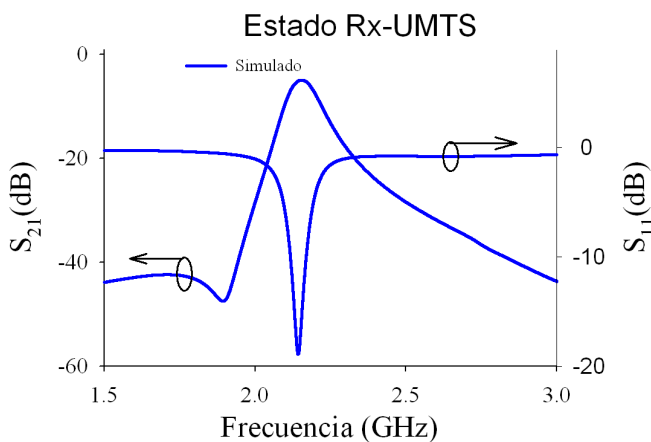


Fig. 7. Respuesta simulada del filtro de recepción para el estado UMTS.

	Frecuencia Central		Ancho de Banda	
	WiFi	UMTS	WiFi	UMTS
Simulado	2.441 GHz	2.160 GHz	79 MHz	113 MHz

Tabla 4 Resultados simulados del filtro reconfigurable de recepción.

## IV. CONCLUSIONES

Se han demostrado dos filtros reconfigurables pasobanda con dos bandas, uno para transmisión y otro para recepción. Los filtros han sido diseñados para ir montados en un cabezal para comunicaciones entre vehículos. Los resultados obtenidos muestran que los filtros cumplen perfectamente los estándares de las bandas WiFi y UMTS para transmisión y recepción.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto de investigación TEC2007-65705/TCM del ministerio de educación y cultura y por el proyecto de investigación Torres Quevedo PTQ-08-01-06434 del gobierno español.

## REFERENCIAS

- [1] Palego, C.; Pothier, A.; Crunteanu, A.; Chatras, M.; Blondy, P.; Champeaux, C.; Tristant, P.; Catherinot, A.; "A Two-Pole Lumped-Element Programmable Filter With MEMS Pseudodigital Capacitor Banks", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 3, Mar. 2008, pp. 729 - 735.
- [2] Reines, I.; Brown, A.; El-Tanani, M.; Grichener, A.; Rebeiz, G.; "1.6–2.4 GHz RF MEMS tunable 3-pole suspended combline filter", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 15-20 Jun. 2008, pp. 133 - 136.
- [3] Ki-Byoung Kim; Chul-Soon Park; "Application of RF Varactor Using Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub>/TiO<sub>2</sub>/HR-Si Substrate for Reconfigurable Radio", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 54, no. 11, Nov. 2007, pp. 2227 - 2232.
- [4] Nath, J.; Ghosh, D.; Maria, J.-P.; Kingon, A.I.; Fathelbab, W.; Franzon, P.D.; Steer, M.B.; "An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, Sep. 2005, pp. 2707 - 2712.
- [5] Mahe, F.; Tanne, G.; Rius, E.; Person, C.; Toutain, S.; Biron, F.; Billonnet, L.; Jarry, B.; Guillon, P.; "Electronically Switchable Dual-Band Microstrip Interdigital Bandpass Filter For Multistandard Communication Applications", *30th European Microwave Conference*, Oct. 2000, 4 pp.
- [6] Cheng-Chung Chen.; Shih-Ming Wang.; "Design of an LTCC switchable filter for dual- band RF front-end applications", *IEEE TENCON Conference*, 30 Oct.- 2 Nov. 2007, 3 pp.
- [7] Brito-Brito, Z.; Llamas-Garro, I.; Pradell, L.; Corona-Chavez, A.; "Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control", *Proc. 38th European Microwave Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, 28-30 Oct. 2008, pp. 1707 - 1710.
- [8] Hong J.-S. and Lancaster M. J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2001.
- [9] Agilent Advanced Design System, <http://www.agilent.com>
- [10] Xue H., Kenington P.B. and Beach M.A., "A high performance ultra-broadband RF choke for microwave applications" *IEE Colloquium on Evolving Technologies for Small Earth Station Hardware*, Feb. 1995, 4 pp.